

УДК 621.3.029.6

**ШИРОКОПОЛОСНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА
НА ДВУХ КОНДУКТИВНО-СВЯЗАННЫХ РЕЗОНАТОРАХ****Булавчук А. С.,****научный руководитель канд. физ.-мат. наук Волошин А. С.***Сибирский федеральный университет*

В настоящее время микрополосковые антенны (МПА) интенсивно используются в системах навигации, связи и радиолокации, а также широко применяются в бортовой и специальной радиоаппаратуре. Они обладают рядом замечательных особенностей, одной из них является миниатюрность, а второй – возможность излучать электромагнитные волны с линейной, круговой, а также эллиптической поляризацией. При этом такие антенны допускают удобные конструктивные решения для работы в двух- или многочастотных режимах, легко позволяют объединять отдельные излучатели в фазированные антенные решетки и размещать их на поверхностях сложной формы. Известно, что относительная ширина рабочей полосы частот МПА мала в связи с высокой нагруженной добротностью резонаторов-излучателей. Это свойство микрополосковых антенн широко используется в существующих системах связи, работающих в узком диапазоне частот. Тем не менее, на сегодняшний день помимо узкополосных антенн, востребованы и широкополосные, например, в системах с большим числом используемых каналов связи. Поэтому создание широкополосных антенн на основе микрополосковых излучателей является важной и актуальной задачей.

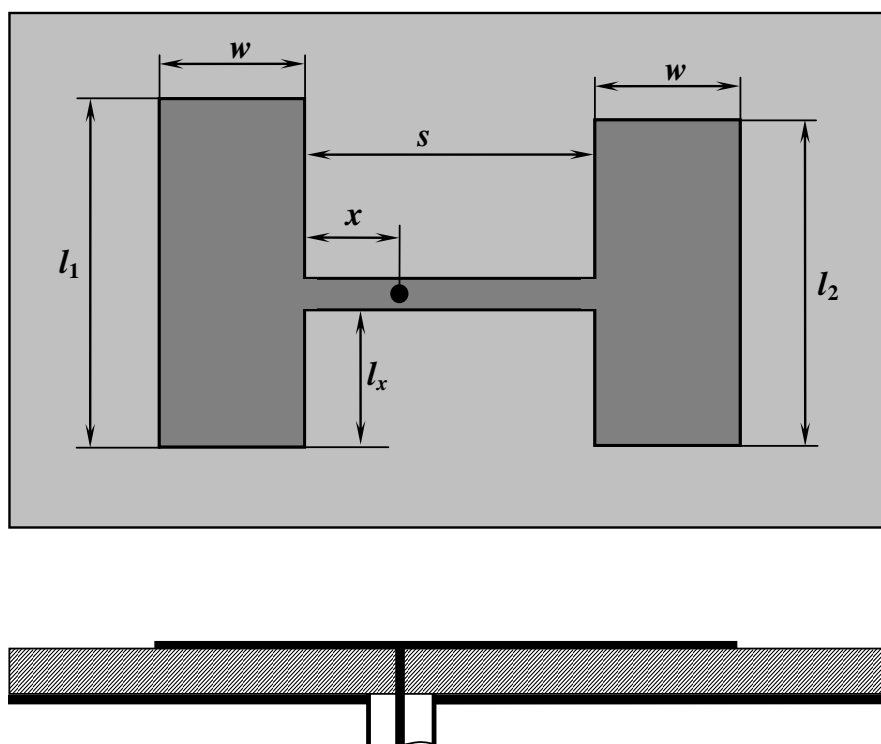


Рис. 1. Конструкция исследуемой микрополосковой антенны на двух кондуктивно-связанных резонаторах

В настоящей работе исследована конструкция микрополосковой антенны, в которой расширения рабочей полосы частот удалось достичь за счет использования двух

кондуктивно-связанных полуволновых резонаторов с одинаковой шириной w , но различной длиной l_1 и l_2 полосковых проводников (рис. 1). Связь резонаторов с генератором (приемником) а также друг с другом осуществлялась с помощью микрополосковой линии передачи (МПЛ) длиной s , расположенной ортогонально длинной стороне полосковых проводников резонаторов на расстоянии l_x от их нижнего края. Сигнал на антенну подавался посредством коаксиального кабеля, центральная жила которого подключена к проводнику МПЛ через отверстие в подложке на расстоянии x от левого резонатора. Таким образом, каждый из резонаторов возбуждался сигналами, равными по амплитуде, но с разницей по фазе, равной $\Delta\varphi = k \cdot (s - 2x)$, где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны в МПЛ.

Исследование амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) рассматриваемой микрополосковой антенны проводилось в электродинамическом модуле пакета программ «*Microwave Office*». На рис. 2 представлены результаты расчета частотных зависимостей обратных потерь исследуемой антенны после ее настройки на центральную частоту I -диапазона ($8 \div 10$ ГГц) и максимальный уровень обратных потерь в полосе $R_{\max} \leq -10$ дБ. Видно, что такая антенна эффективно может работать в полосе частот от $f_i = 8.72$ ГГц до $f_a = 9.58$ ГГц, при этом относительная ширина ее рабочей полосы частот равна:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 \cdot \frac{f_a - f_i}{f_a + f_i} \cdot 100\% = 9.4\%.$$

Соответственно, центральная частота рабочего диапазона составила $f_0 = 9.15$ ГГц. Отметим, что частоты f_i и f_a измерялись по уровню $R = -10$ дБ. Размеры топологии данной конструкции антенны следующие: $w = 4.4$ мм, $l_1 = 9.6$ мм, $l_2 = 8.8$ мм, $l_x = 2$ мм, $x = 0.4$ мм, $s = 7.3$ мм. Ширина подводящей микрополосковой линии передачи была взята равной 1 мм.

Анализируя проведенный расчет можно сказать, что рабочую полосу антенны формируют две полуволновые моды, резонансным частотам которых соответствуют положения минимумов обратных потерь на АЧХ $f_i = 8.99$ ГГц и $f_{II} = 9.34$ ГГц (рис. 2). При этом, как показал расчет полей токов, протекающих в полосковых проводниках резонаторов, на частоте f_i токи в полосковых проводниках антенн имеют одинаковую фазу, а на частоте f_{II} – они в противофазе. Эта особенность исследуемой конструкции обусловлена тем, что подводящая микрополосковая линия передачи, во-первых, влияет на собственные частоты каждого из резонаторов, а во-вторых, на величину их взаимодействия. Важно отметить, что если параметр l_x характеризует связь подводящей линии передачи с каждым из резонаторов в отдельности, то расстояния x и s определяют связь резонаторов друг с другом, которая осуществляется преимущественно через микрополосковую линию, т.е. кондуктивно. Более того, для увеличения ширины рабочего диапазона антенны полосковые проводники резонаторов в ней, как уже отмечалось, имеют разную длину l_1 и l_2 . Это позволяет еще больше «растолкнуть» по частоте резонансы полуволновых мод каждого из резонаторов антенны и предоставляет более широкие возможности для ее настройки.

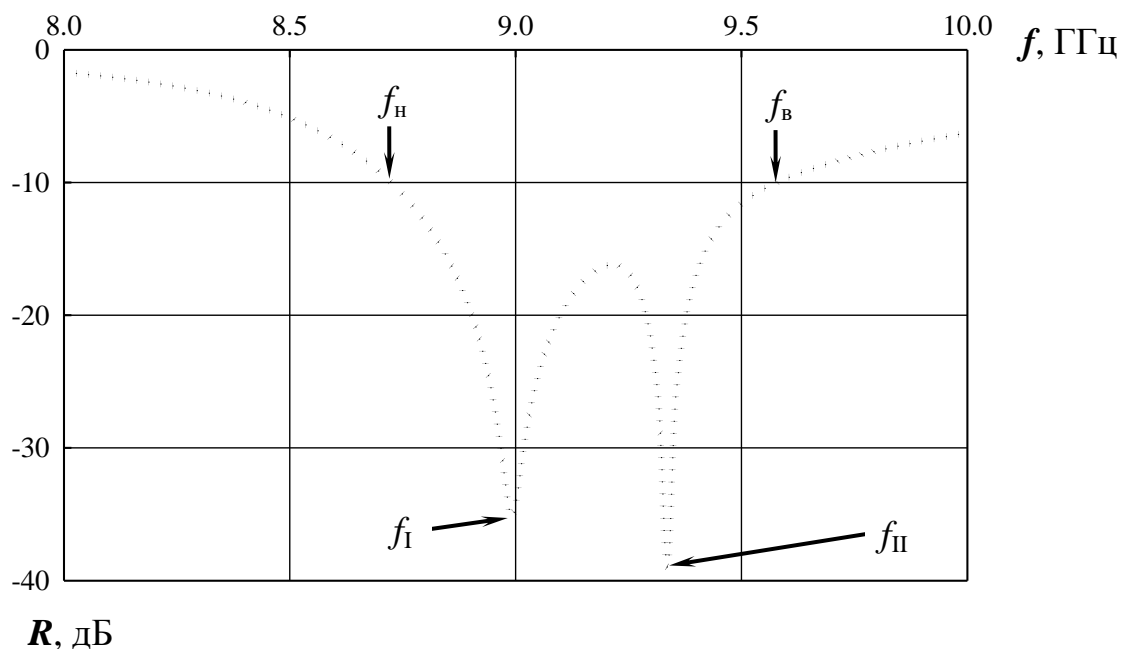


Рис. 2. АЧХ исследуемой микрополосковой антенны, рассчитанные в электродинамическом модуле программы «*Microwave Office*»

Расчет амплитудных диаграмм направленности (ДН) на каждой из резонансных частот показал, что рассматриваемая антенна имеет достаточно широкий диапазон углов излучения-приема. Это хорошо видно на рис. 3, где представлены результаты расчета амплитудных диаграмм направленности на частоте $f_I = 8.99$ ГГц в плоскостях $\varphi = 0^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б). Например, в горизонтальной плоскости (рис. 3 а) ширина диаграммы направленности, измеренная по уровню половинной мощности, равна $2\theta_{0.5} = 67^\circ$, в вертикальной – $2\theta_{0.5} = 105^\circ$ (рис. 3 б). Можно отметить, что характер ДН на частоте f_{II} аналогичен характеристикам, представленным на рис. 3.

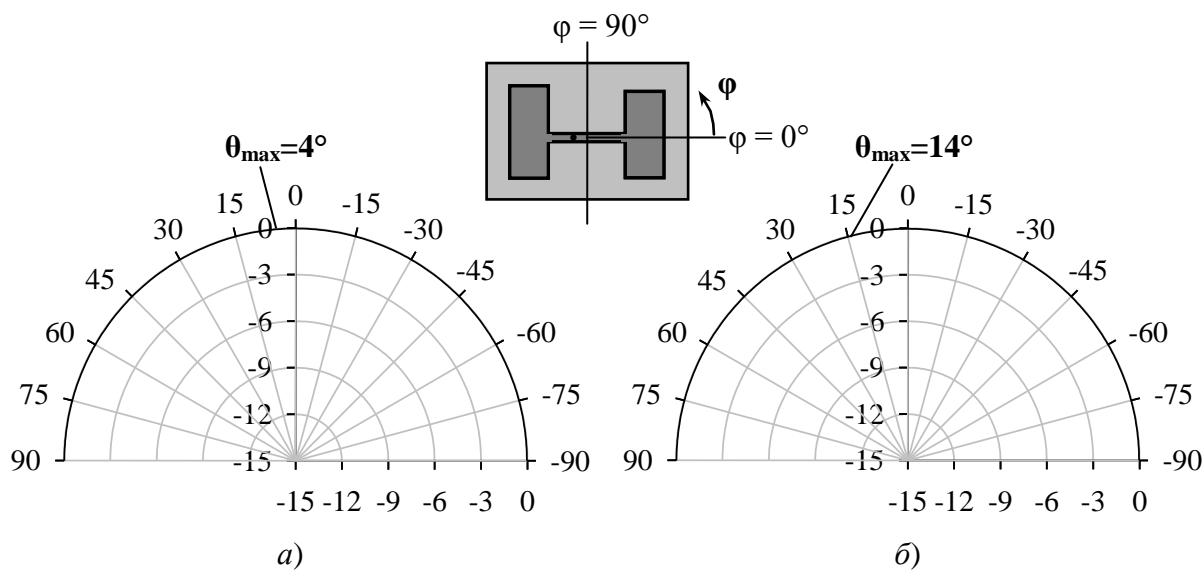


Рис. 3. Результаты расчета амплитудных диаграмм направленности на частоте $f_I = 8.99$ ГГц в плоскостях $\varphi = 0^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б)

При проектировании конструкций широкополосных антенн особо высокие требования предъявляются к их поляризационным характеристикам. Иначе говоря, важно, чтобы во всем рабочем диапазоне поляризационные характеристики антенны оставались постоянными. Для исследуемой антенны также в пакете программ «*Microwave Office*» был проведен расчет поляризационных диаграмм направленности на частотах минимумов обратных потерь f_I и f_{II} . Результаты расчета представлены на рис. 4 (а) и 4 (б) соответственно. Видно, что несмотря на то, что коэффициент эллиптичности при переходе от частоты f_I к f_{II} существенно увеличился, положение плоскости поляризации изменилось не значительно ($\psi_I = 6^\circ$, $\psi_{II} = 22^\circ$).

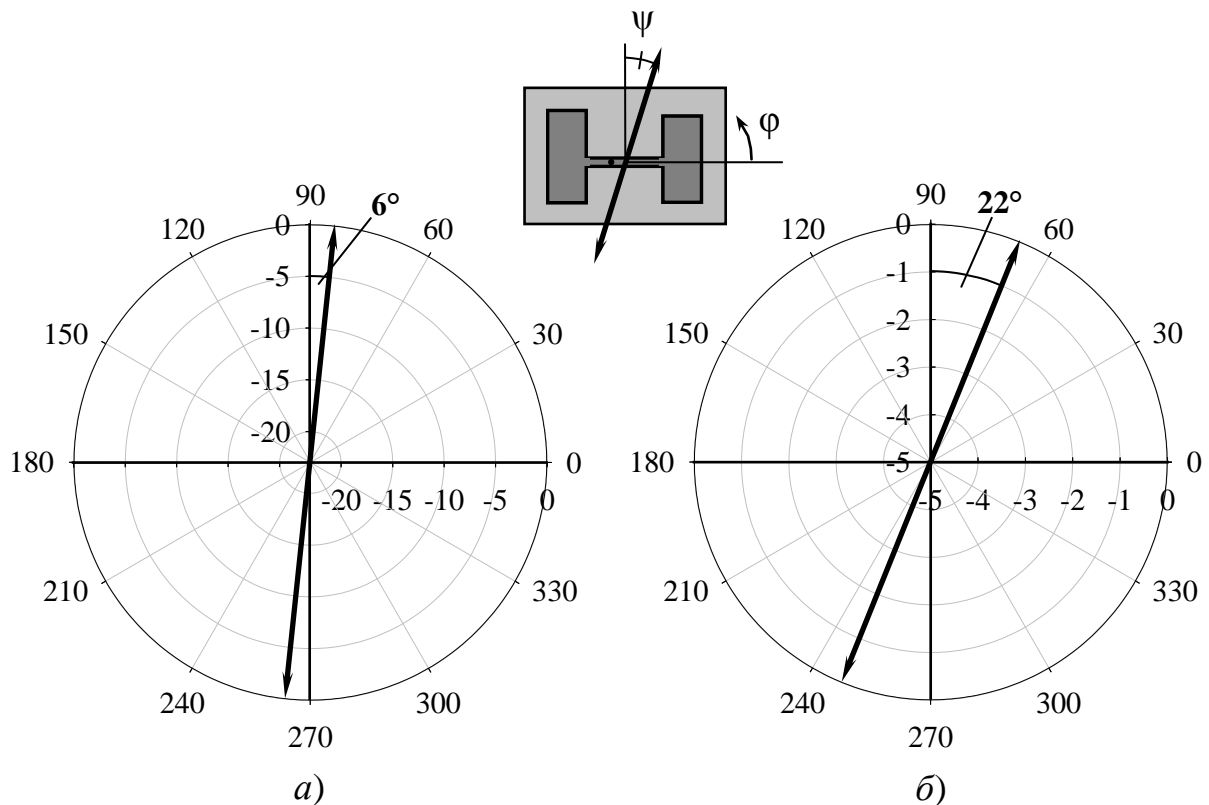


Рис. 4. Результаты расчета поляризационных диаграмм направленности на частотах $f_I = 8.99$ ГГц (а) и $f_{II} = 9.34$ ГГц (б) согласно рис. 2

Таким образом, проведенные исследования новой конструкции широкополосной микрополосковой антенны, показали ее эффективность и возможность использования в различных радиотехнических системах. Установлено, что ширина рабочей полосы антенны определяется, главным образом, параметрами l_x , x , s и различием длин полосковых проводников l_1 и l_2 , в то время как центральная частота полосы – средней длиной проводников $l_{\text{ср}} = (l_1 + l_2)/2$. Кроме того, показано, что антенна имеет почти постоянные угловые и поляризационные характеристики во всем рабочем диапазоне частот, что несомненно является ее важным достоинством.